

# METHOD FOR TRANSMITTING INFORMATION USING ORTHOGONAL WAVELET

Publication number: JP11275165

Publication date: 1999-10-08

Inventor: OKAMOTO EIJI

Applicant: COMMUNICATION RESEARCH LAB

Classification:

- International: H03M7/30; H04J11/00; H04L1/00; H04L27/36;  
H03M7/30; H04J11/00; H04L1/00; H04L27/34; (IPC1-7): H04L27/36; H03M7/30; H04L1/00

- European:

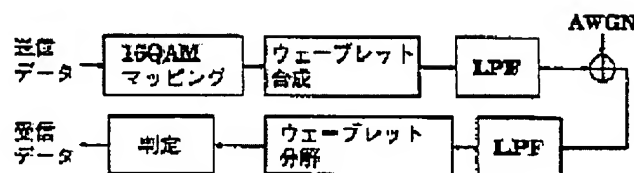
Application number: JP19980092651 19980320

Priority number(s): JP19980092651 19980320

Report a data error here

## Abstract of JP11275165

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To expand a transmitting method by transmitting information with a different average bit error rate characteristic by means of modulation through the use of an orthogonal wavelet at the time of nonuniform error protection in transmitting information. **SOLUTION:** When an average bit error rate(BER) is calculated under AWGN environment, an Haar function is used for a mother wavelet and frame length NW at the time of synthesizing and dissolving the wavelet is made to be 16 so as to execute transmission with the frame as a unit. When the respective BER characteristics by sub-band level are obtained, BERs differ by 3 dB and about 5 dB gain is obtained in a level 4 as compared with a non-encoding 16 QAM theoretical value. The number of transmission symbols in the sub-band level 4 is one-eighth of a whole and a half of the whole becomes transmission in the sub-band level 1 so that the average bit error rate including the whole is deteriorated by about 4 dB as compared with the theoretical value. But a hierarchical BER characteristic is obtained.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-275165

(43) 公開日 平成11年(1999)10月8日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

識別記号

F I

H 0 4 L 27/36

H 0 4 L 27/00

F

H 0 3 M 7/30

H 0 3 M 7/30

A

H 0 4 L 1/00

H 0 4 L 1/00

B

審査請求 有 請求項の数 1 F D (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平10-92651

(22) 出願日 平成10年(1998)3月20日

(71) 出願人 391027413

郵政省通信総合研究所長

東京都小金井市貫井北町4丁目2番1号

(72) 発明者 岡本 英二

茨城県鹿嶋市平井893-1 郵政省通信総

合研究所 関東支所鹿島宇宙通信センター

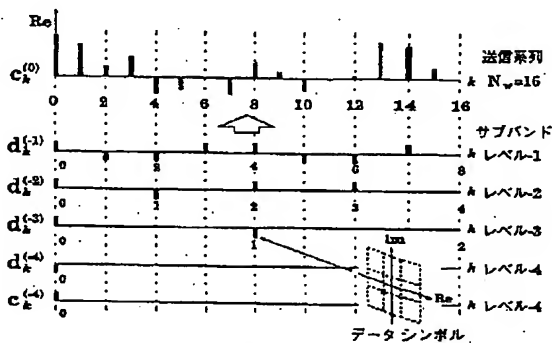
内

(54) 【発明の名称】 直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法

(57) 【要約】

【課題】直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供する。

【解決手段】デジタル変調方式において伝送情報にU E Pをおこなう場合は通常符号化を用いるが、直交ウェーブレットを用いることによって、B E R特性の異なる伝送を変調により実現する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル変調方式において、伝送情報に不均一誤り保護（以下 UEP と記す）をおこなう際に、直交ウェーブレットを用いることによって、平均ビット誤り率（以下 BER と記す）特性の異なる情報を変調によって伝送可能にすることを特徴とする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項 2】 直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレットが 1 対 1 の可逆変換であることにより、サブバンド分解された成分に 1 つの信号点を割り当てて合成波  $f_0$  を作成し、該合成波  $f_0$  をベースバンドの変調信号として送信することを特徴とする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項 3】 伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できることを特徴とする請求項 2 に記載の直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項 4】 陸上、衛星の移動体通信システムにおいて、受信劣化状況により BER 特性のよい階層だけを復調するという、適応変調の方法として利用することができることを特徴とする請求項 2 に記載の直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法に関するものであり、特に、伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できる。

## 【0002】

【従来の技術】従来、符号化によって UEP を実現する場合、例えば図 1-1 のように一般化連接符号を用いる方法がある。図の C 符号器では符号長は  $nN$ 、情報記号数は  $K_1K_2 + K_3K_4 + \dots + K_{i-1}K_i$  となる。外符号  $C_i$  の最小ハミング距離を  $i$  によって異なるものにする事により、UEP を実現することができる。しかしこの方法では、一般的に冗長度が大きくなり伝送効率が落ちてしまう。

【0003】また、信号点配置による方法の場合、図 1-2 のような信号点配置を用いて伝送を行うと、 $d_1$ 、 $d_2$  のユークリッド距離が異なることにより、付加雑音環境下などにおいて  $d_1 > d_2$  のとき、 $a_1$  ビットの誤り率が  $a_2$  ビットの誤り率よりも低くなる。この方法によっても UEP を実現することができるが、この場合情報の階層を 2 段階しか設定することができない。また 16 QAM など、より多シンボルの信号点配置で行おうとすると、信号面の構造が複雑になってしまう。

【0004】更に、符号化変調による方法の場合、上記 2 つの技術を統合する技術として符号化変調方式による方法がある。この方法では一般的に信号点配置にユークリッド距離の差をつけ、符号化にはトレリス符号などを用い、符号化率をビットの重要度によって変化させる。

これを用いることにより設定の自由度が得られ、伝送効率をそれほど落とすことなく UEP が実現される。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、この方法では符号化、復号化手順が複雑になり、計算量も増大してしまうという問題を有していた。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】本発明は上記従来の欠点に鑑み提案されたもので、デジタル変調方式において、伝送情報に UEP をおこなう際に、直交ウェーブレットを用いることによって、平均ビット誤り率 BER 特性の異なる情報を変調によって伝送可能にする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0007】本発明は、直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレットが 1 対 1 の可逆変換であることにより、サブバンド分解された成分に 1 つの信号点を割り当てて合成波  $f_0$  を作成し、該合成波  $f_0$  をベースバンドの変調信号として送信する直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0008】また、本発明は、伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できる直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0009】更に、本発明は、陸上、衛星の移動体通信システムにおいて、受信劣化状況により BER 特性のよい階層だけを復調するという、適応変調の方法として利用することができる直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

## 【0010】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施形態を図面に基いて説明する。図 1 に本方式の原理を示す。横軸  $x$  は時間軸である。直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレット変換が 1 対 1 の可逆変換であることを利用して、サブバンド分解された成分に一つの信号点を割り当て、合成波  $f_0$  を作り、これをベースバンドの変調信号として送信する。

【0011】図 1 は信号面に 16 QAM を用い、16 シンボルの情報をウェーブレットでまとめて伝送する場合の例である。この場合はまず伝送したい情報ビットを 4 ビットずつ区切り、16 QAM 信号点を 16 個作成する。そして、それらのシンボルをサブバンド波  $g_1 \sim g_4$  の係数として割り当て、ウェーブレット合成波  $f_0$  を作成し、伝送するわけである。受信側では受信波をウェーブレット分解し、同様にサブバンド成分に分解された信号点から復号を行う。信号点配置は伝送効率、信号点間のユークリッド距離の関係により選択される。

【0012】なお、図 4 では実数部のみが表示されているが、計算は複素領域で行う。マザーウェーブレットは直交であれば何でもよい。伝送データはデータ数 2 の冪

乗でフレーム化する必要があり、その数を $N=2n$  ( $n$ は正整数) とすると、サブバンドは $-1$ から $-n$ のレベルまで分解することができる。

【0013】サブバンド分解について連続信号の式で表  
数式 1

$$f_0(x) = g_{-1}(x) + g_{-2}(x) + \dots + g_{-n}(x) + f_{-n}(x)$$

【0015】

数式 2

すと、下記のような式となる。

【0014】

【数1】

【数2】

$$f_j(x) = g_{j-1}(x) + f_{j-1}(x)$$

【0016】ここで、 $f_0(x)$ は合成波、 $g_i(x)$ はサブバンド波で $i=-n$ から $-1$ の整数値を取り、 $i=-1$ が高周波成分、 $-n$ が低周波成分となる。また数式2の $f(x)$  ( $-n+1 \leq j \leq -1$ ,  $j$ は整数) はレベル $j-1$ 以下の合成波で

数式 3

ある。 $f$ 、 $g$ をスケーリング関数 $\phi(x)$ 、マザーウェーブレット $\psi(x)$ を用いて表すと下記のようになる。

【0017】

【数3】

$$f_j(x) = \sum_k c_k^{(j)} \phi(2^j x - k)$$

【0018】

数式 4

【数4】

$$g_j(x) = \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j x - k)$$

【0019】ただし、 $k$ は整数であり、また $c_k^{(j)}$ 、 $d_k^{(j)}$ はサブバンドレベル $j$ の係数で、これらに伝送シンボルを割り当てる。本方式はウェーブレットを搬送波としたマルチキャリア変調方式である。

数式 5

【0020】なお、スケーリング関数、マザーウェーブレットは以下のようなトゥ・スケール関係を満たす。

【0021】

【数5】

$$\phi(x) = \sum_k p_k \phi(2x - k)$$

【0022】

数式 6

【数6】

$$\psi(x) = \sum_k q_k \psi(2x - k)$$

【0023】ただし、 $\{p_k\}$ 、 $\{q_k\}$  ( $k$ は整数) はトゥ・スケール数列と呼ばれる数列である。また、ウェーブレットが直交の場合、これらは分解数列という $\{\gamma_k\}$ 、 $\{\eta_k\}$

数式 7

に対して下記の関係を持つ。

【0024】

【数7】

$$\begin{cases} \gamma_k &= \bar{p}_{-k} \\ \eta_k &= \bar{q}_{-k} \end{cases}$$

【0025】送信波合成の原理を以下に示す。ウェーブレットの合成、分解時の時間軸には $x$ を用い、実際の送信系列を扱う時の時間軸 $t$ とは区別して考える。これはウェーブレットを用いた分解、合成の式が $x$ を用いて数

式3、数式4のように表され、ここで $x$ を $t$ に変換するより、このまま考えた方が簡単であるためである。実際にはウェーブレット合成波、分解波は離散的に得られるので、得られた離散値を送信系列に当てはめることのみで

xからtへの変換を行うことができる。数式1、数式3、  
数式4より、合成波を連続信号として表すと下記のように  
になる。

数式8

$$f_0(x) = \sum_{k=0}^{(N_w/2^1)-1} d_k^{(-1)} \psi(2^{-1}x - k) + \sum_{k=0}^{(N_w/2^2)-1} d_k^{(-2)} \psi(2^{-2}x - k) + \dots \\ + d_0^{(-n)} \psi(2^{-n}x) + c_0^{(-n)} \phi(2^{-n}x) \\ (0 \leq x \leq N_w)$$

【0027】そして、この $\{d^{(n)}_k\}$ 、 $c^{(n)}_0$ に複素数の  
信号点を割り当てることになる。その際、数式8のよう  
に直交ウェーブレット変換ではサブバンドのレベルによ  
って時間解像度が変わり、低周波ほど低くなるので、割  
り当てられる信号点の数がレベルによって変わる。具  
体的にはサブバンド $j=1$ レベルで $N/2$ 個、以降レベルが  
一つ下がると信号点の数が半減され、レベル $(-n+1)$ で2  
数式9

【0026】

【数8】

個、レベル $-n$ で $c^{(n)}_0$ 、 $d^{(n)}_0$ が1つずつの2個であ  
る。

【0028】また、合成波 $f_0(x)$ は数式3よりとも表す  
ことができ、結局この合成波の係数 $c^{(0)}_k$ の系列を伝送  
すれば $\{d^{(n)}_k\}$ 、 $c^{(n)}_0$ の情報を得ることができる。

【0029】

【数9】

$$f_0(x) = \sum_k c_k^{(0)} \phi(x - k)$$

【0030】数式8の合成の過程を離散的に与えるもの  
が、数式2～数式6から得られる再構成アルゴリズムで  
ある。

数式10

【0031】

【数10】

$$c_k^{(j)} = \sum_l [p_{k-2l} c_l^{(j-1)} + q_{k-2l} d_l^{(j-1)}]$$

【0032】ただし、 $l$ は整数である。

【0033】図4は $N=16$ のときの合成の様子を示した  
ものである。ただし、実数部のみが表示されている。デ  
ータシンボル $\{d^{(n)}_k\}$ 、 $c^{(n)}_0$ から送信系列 $\{c^{(0)}_k\}$ が作  
成されるが、数式10より、合成は低いサブバンドレベ  
ルから順番に行う。図中では $c^{(-4)}_0$ 、 $d^{(-4)}_0$ から $c^{(-3)}_0$   
を合成し、 $c^{(-3)}_0$ 、 $d^{(-3)}_0$ から $c^{(-2)}_0$ と繰り返して $c^{(0)}_0$   
を求める。

【0034】そして、この $c^{(0)}_k$ をベースバンドの送信

数式11

系列とする。図からも分かるように割り当てられる信号  
点の総数は、レベル $-1 \sim -4$ の合計は $N$ 等しいた  
め、 $N$ のデータ信号点系列を $N$ シンボルの送信系列で伝  
送することができる。

【0035】合成信号 $f_0$ のエネルギーは数式9より下記  
の数式になる。

【0036】

【数11】

$$\|f_0(x)\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \sum_{k=0}^{N_w-1} c_k^{(0)} \phi(x - k) \right|^2 dx \\ = \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\phi(x - k)|^2 dx \\ = \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2$$

【0037】ただし、この計算にはスケーリング関数の  
直交性を示す下記の数式を用いた。

【0038】

【数12】

## 数式 12

$$\langle \phi_{j,k} | \phi_{j,l} \rangle = \delta_{k,l}$$

ただし、j、k、lは整数である。

【数13】

【0039】

## 数式 13

$$\phi_{j,k} = 2^{j/2} \phi(2^j x - k)$$

【0040】

【数14】

## 数式 14

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

【0041】  $\langle u|v \rangle$ は関数の内積であり、下記の数式で定義される。

【0042】

【数15】

## 数式 15

$$\langle u|v \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{u(x)} v(x) dx$$

【0043】 同様に、

【数16】

【0044】

## 数式 16

$$\psi_{j,k} = 2^{j/2} \psi(2^j x - k)$$

【0045】 としたとき直交性は、

【数17】

【0046】

## 数式 17

$$\langle \psi_{j,k} | \psi_{l,m} \rangle = \delta_{j,l} \delta_{k,m}$$

【0047】

【数18】

## 数式 18

$$\langle \phi_{j,k} | \psi_{j,l} \rangle = 0$$

【0048】 (j、k、l、mは整数) ならびにトゥ・スケール関係を用いて数式8から下記の数式が導き出せる。

【0049】

【数19】

## 数式 19

$$\|f_0(x)\|^2 = \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} [2^{-j} |d_k^{(j)}|^2] + 2^n |c_0^{(-n)}|^2$$

【0050】 そして、数式11、数式19から下記の数式となる。

【0051】

【数20】

## 数式 20

$$\sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 = \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} [2^{-j} |d_k^{(j)}|^2] + 2^n |c_0^{(-n)}|^2$$

【0052】 これより、送信系列の電力とデータ信号点

系列の電力の関係が表されることになる。

【0053】受信波分解に関する説明をする。以下では受信側ベースバンドでのサンプリングされた離散信号について考える。

【0054】受信信号を $c^{(0)}$ とすると、この系列を離散ウェーブレット分解すれば送信されたデータ信号点  
数式 21.

【0056】

数式 22

【0057】数式21、数式22を用いてレベル0から逐次的に下のレベルの $d^{(j-1)}$ を求め、最後に $c^{(n)}$ を求める。そしてこれらのサブバンド成分を元の信号点配置と比較して復調を行う。

【0058】このように、サブバンドからの送信波合成、受信波からのサブバンド分解には離散ウェーブレット変換を用いているが、実際にはマザーウェーブレットを使用するわけではなく、トゥー・スケール数列、分解数列の代数計算のみでよいため計算は比較的容易である。

【0059】次に、本発明における階層的構造について説明する。 $c^{(n)}$ 、 $d^{(0)}$ に割り当てる信号の信号点配置は、通常の変調と同様に1ビットに割り当てるエネルギーと伝送効率 (bit/symbol) の関係によって決定される。また、レベル毎に変調方式を変えることにより、信号点間距離を柔軟に設定することもできる。

【0060】数式20よりすべてのサブバンドに同じ信号点配置を適用すると、送信系列 $c^{(0)}$ の中において、下のサブバンドレベルほど相対的に割り当てられる1シンボルあたりのエネルギーが増えることになる。つまり、信号点配置の大きさは同じでも、サブバンドのレベルが一つ下がると、送信系列の中における1シンボルあたりのエネルギーは2倍になるわけである。これによ

数式 23

【0063】伝送効率が等価である一般的な無符号化16QAM (以下無符号化16QAMと記す) 伝送時の場合は、これが送信信号の平均エネルギーになる。すべてのサブバンドに伝送したいデータを割り当てた場合の、

数式 24

$$\overline{|c_k^{(0)}|^2} = \frac{5a^2}{N_w} \left[ \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^j)-1} \{2^{-j-1}\} + 2^{n-1} \right]$$

【0065】数式23、数式24より、信号の平均エネルギーを1としたときのサブバンドレベルの相対的なユ

系列が得られる。なお、分解には下記の分解アルゴリズムを用いる。

【0055】

【数21】

$$c_k^{(j-1)} = \frac{1}{2} \sum_l \gamma_{2k-l} c_l^{(j)}$$

【数22】

$$d_k^{(j-1)} = \frac{1}{2} \sum_l \gamma_{2k-l} d_l^{(j)}$$

り、サブバンド毎に3dBずつ異なる利得が得られ、階層的な伝送を実現することができる。なお、階層の深さは $N$ の冪乗の乗数になる。

【0061】また、あるサブバンドレベルに伝送信号を割り当てず、0とする場合を考える。このとき、同じ伝送シンボル数で伝送できる情報が減るため伝送効率は落ちるが、数式20より伝送シンボル中におけるその他のサブバンドレベルの相対的エネルギーが増大するため、BER特性は全体的によくなる。このようにあるサブバンドレベルにのみデータを割り当てたり割り当てなかったりすることで、伝送効率を柔軟に設定することができ、それとトレードオフの関係にある階層的なBER特性も柔軟に設定することができる。

【0061】

【実施例】以下に本発明の実施例を詳細に説明する。第1の実施例を以下に説明する。以下ではすべてのサブバンドに同じ大きさの16QAMを適用し、送信データシンボルの生成確率は等しい場合を想定した。図1のように信号点配置をグレイ符号化16QAMとする。符号の最小ユークリッド距離を $a$ とすると、この信号面から生成される信号の平均エネルギー $s^2$ は下記の数式となる。

【0062】

【数23】

$$s^2 = \frac{5}{2} a^2$$

ウェーブレット合成による送信系列の平均エネルギーは下記の数式となる。

【0064】

【数24】

ークリッド距離の2乗 $\Delta^2$ 、ならびに無符号化16QAMに対する利得は、 $N=16$ のとき表1のようになる。

【0066】

【表1】

表 1: サブバンドレベルの利得					
	16QAM	レベル-1	レベル-2	レベル-3	レベル-4
$\Delta^2$ 利得 (dB)	2/5 0	4/25 -3.98	8/25 -0.97	16/25 2.04	32/25 5.05

【0067】このようにすべてのサブバンドに同じ大きさの信号点配置を行っても、送信系列の中における1シンボルあたりのエネルギー割り当てが異なるため、実効的な $\Delta$ はサブバンド毎に2倍ずつ異なる。

【0068】また、用いる直交ウェーブレットはサポートが小さく、合成、分解の際の計算が簡単なHaar関数式25

$$p_0 = p_1 = q_0 = -q_1 = 1$$

【0070】DaubechiesN=2の場合、下記の数式で表される。

数式26

【0072】また、分解数列は数式7より、Haar関数の場合、下記の数式で表されたとした。

数式27

【0074】DaubechiesN=2の場合、下記の数式で表される。

数式28

【0076】それ以外の $p$ 、 $q$ 、 $f_l$ 、 $j$ はすべて0であり、数式10、数式21、数式22は適当なところで終了する。

【0077】図4のような等価低域系のシステムを考え、AWGN環境下でのBER特性を計算した。マザーウェーブレットにはHaar関数を用い、ウェーブレット合成、分解時のフレーム長 $N$ は16とし、このフレームを単位として伝送を行った。また、受信側の同期は完全であることを仮定した。

【0078】図5にそれぞれのサブバンドレベル別、及び全体のBER特性を示す。図の横軸は、無符号化16

数、ならびにDaubechiesN=2の関数を用いた。このとき、トゥ・スケール数列はHaar関数の場合、下記の数式で表される。

【0069】

【数25】

【0071】

【数26】

$$\begin{cases} p_0 = q_1 = \frac{1+\sqrt{3}}{4} \\ p_1 = q_0 = \frac{3+\sqrt{3}}{4} \\ p_2 = q_{-1} = \frac{3-\sqrt{3}}{4} \\ p_3 = q_{-2} = \frac{1-\sqrt{3}}{4} \end{cases}$$

【0073】

【数27】

$$\gamma_{-1} = \gamma_0 = -\eta_{-1} = \eta_0 = 1$$

【0075】

【数28】

$$\begin{cases} \gamma_0 = -\eta_{-1} = \frac{1+\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-1} = \eta_0 = \frac{3+\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-2} = -\eta_1 = \frac{3-\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-3} = \eta_2 = \frac{1-\sqrt{3}}{4} \end{cases}$$

QAM伝送時の $E_b/N_0$ とした。なお、サブバンドレベル-4は $d_0^{(1)}$ と $d_0^{(2)}$ のエネルギーが等しいため、まとめて評価した。図に示されているように、3dBずつBERが異なり、表1のようにレベル-4では無符号化16QAM理論値に比べておよそ5dBの利得が得られる。しかし、サブバンドレベル-4の伝送シンボル数は全体の1/8であり、しかも全体の1/2はサブバンドレベル-1での伝送となるため、すべてを合わせたBER特性は理論値より4dB近く劣化する。

【0079】このように伝送信号のエネルギーを低いサブバンドレベルに集中させるため、全体の特性は劣化する



るが、本方式では階層的なBER特性が得られるので、情報源に階層的な重要度が与えられている場合などの伝送に適している。

#### 【0080】第2の実施例

伝送効率を無符号化16QAMよりも落とすことができる場合は、本方式は柔軟な設定が行える。例としてサブバンドレベル—1、—2のみにデータを割り当て、その他のレベルをすべて0とする場合を考える。このとき伝送効率はrate 3/4の符号化16QAMと同じになる。すると、数式20より—1、—2レベルでの1シンボル当たりの相対的なエネルギーが増大するため特性がよくなり、表1と同様に利得を計算すると、表2のようにレベル—1が無符号化16QAMと同じ特性、レベル—2がそこから3dBよい特性が得られることになる。

#### 【0081】

【表2】

表2: サブバンドレベルの利得			
	16QAM	レベル-1	レベル-2
$\Delta^2$	2/5	2/5	4/5
利得 (dB)	0	0	3.01

【0082】図6にBER特性の計算結果を示す。図中、レベル—1の特性と無符号化16QAMの理論値が重なっており、ほぼ表2の通りの特性が得られている。もちろん同じ伝送効率、つまり同じ周波数利用効率でもっとBER特性のよい符号は存在するが、本方式では複雑な符号化、復号操作を必要とせずに変調自体で段階的なBER特性が得られる点に特徴がある。

【0083】本例に示したように、あるサブバンドレベルにのみデータを割り当てたり割り当てなかったりすることで、伝送効率を柔軟に設定することができ、また、レベル毎に3dBのBER特性の差が生じることから、本方式をUEP符号の一種と考えることもできる。また、各サブバンドレベル毎に変調方式を変化させることにより、レベル毎のBER特性の差を調節することも可能である。

【0084】第3の実施例においては、伝送シンボル系列にパイロットシンボルを挿入することにより、同期を取ることを想定し、同時にそのパイロットシンボルにより、一様フェージング補償を行う計算機シミュレーションシステムを考える。図7にフェージング環境下におけるシステムを、図8に送信系列のフレーム構成を示す。

【0085】この伝送フレームは、ウェーブレット分解、合成のフレームとは別のフレーム化であり、図10のデータシンボルの中にウェーブレットのフレームがインターリーブされて入っていることになる。

【0086】 $N_w$ は16、シンボル伝送速度は16Ksymbol/secとし、同期は完全であると仮定した。またフェージングは最大ドップラー周波数 $f_D=80\text{Hz}$  ( $f_D T_s=1/200$ 、 $T_s$ は

シンボル周期)の緩やかなレイリーフェージングとし、幅16、深さ15のシンボルインターリーブと、FFTを用いた補償法を適用した。フェージング補償に用いるパイロットシンボルは図3のA点を用い、パイロットシンボル間隔は16、補償に用いるパイロットシンボル数は32個とした。

【0087】図9に計算結果を示す。AWGN環境下と同じく、各サブバンドレベル毎におおよそ3dBずつのBERの差が生じているが、レベル—4は他のレベルと比べて $E_b/N_0$ に対し次第に特性がよくなる様子が表れている。これはレベル—4のシンボル1つが、伝送時系列 $c^{(n)}$ の中では16シンボルに分散して構成されているためインターリーブが効果的に働き、フェージングの影響がより抑えられている影響と考えられる。またフェージング補償方式には、パイロットシンボルを挿入することも含めておおよそ2.2dBの劣化が生じるため、全体のBER特性は無符号化16QAMの理論値から比べて7~8dB程度劣化する。

【0088】そこで図6と同じようにサブバンドレベル—1、—2のみに伝送データを割り当てフェージング下でのBERを計算した。結果が図10である。この場合はレベル—1が無符号化16QAM理論値からおおよそ3dBの劣化、レベル—2が理論値程度のBER特性を示す。レベル—2の1シンボルは、伝送時系列の4シンボルに分散しているだけなので、図9のレベル—4に比べるとインターリーブの効果が出ていないことが分かる。

【0089】このようにフェージング環境下においても階層的なBER特性が得られるため、移動体通信などへも適用可能であることが分かる。

【0090】以上、本発明を図面に記載された実施形態に基づいて説明したが、本発明は上記した実施形態だけではなく、特許請求の範囲に記載した構成を変更しない限りどのようにでも実施することができる。

#### 【0062】

【発明の効果】以上要するに、本発明によれば、

1. 符号化を施すことなく2段階以上の階層的なBER特性の得られる伝送系列が作成できる。
2. 特殊な信号点配置を必要とせずにUEPを実現することができる。
3. 伝送効率、それとトレードオフの関係にあるBER特性が柔軟に設定できる。
4. 変調方法自体のエネルギーの損失はない。そのため本変調方法を用いさらに符号化を行うなど、伝送方法の拡張が容易である。

等、多大な効果を奏する。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の離散ウェーブレットを用いた伝送原理を示す概念図である。

【図2】本発明の送信波合成を示す概念図である。

【図3】本発明のグレイ符号化16QAMの信号点の配

置を示す模式図である。

【図 4】本発明の第 1 の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の AWGN 環境下での BER 特性を示す特性図である。

【図 6】本発明のサブバンドレベル 1, -2 のみ伝送時の BER 特性を示す特性図である。

【図 7】本発明の第 3 の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図 8】本発明の第 2 の実施形態における伝送フレーム

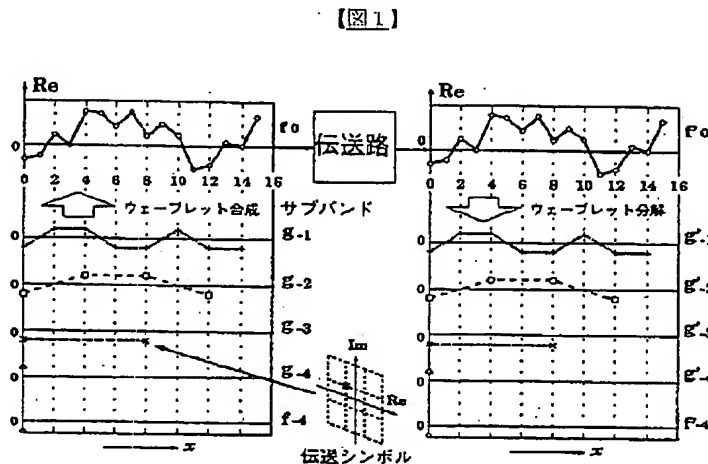
構成を示す模式図である。

【図 9】本発明の穏やかなフェージング環境下での BER 特性を示す特性図である。

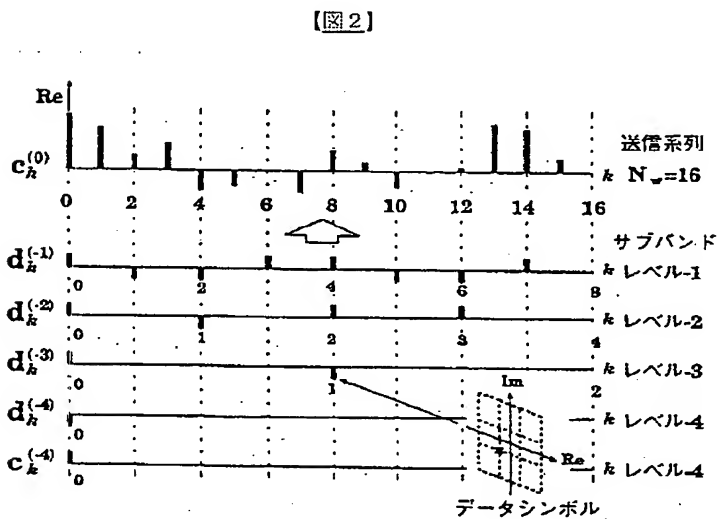
【図 10】本発明のサブバンドレベル 1, -2 のみの伝送時の BER 特性を示す特性図である。

【図 11】従来の接続符号の符号器の構成を示すブロック図である。

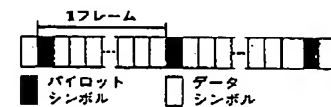
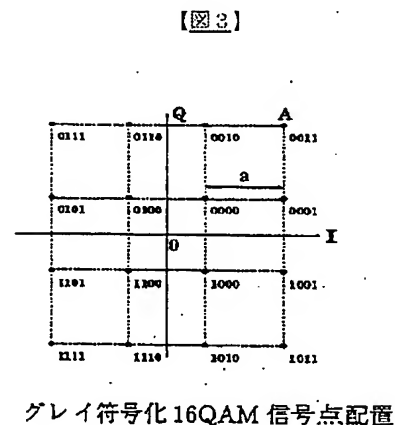
【図 12】従来の非均一信号点の配置状況を示す概念図である。



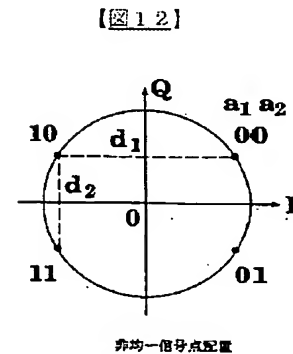
離散ウェーブレット変換を用いた伝送原理



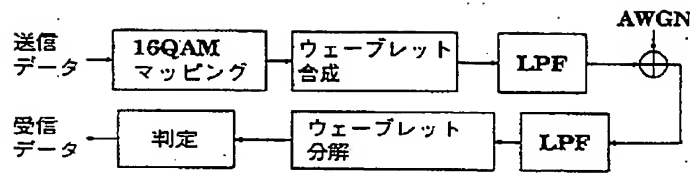
送信波合成



伝送フレーム構成

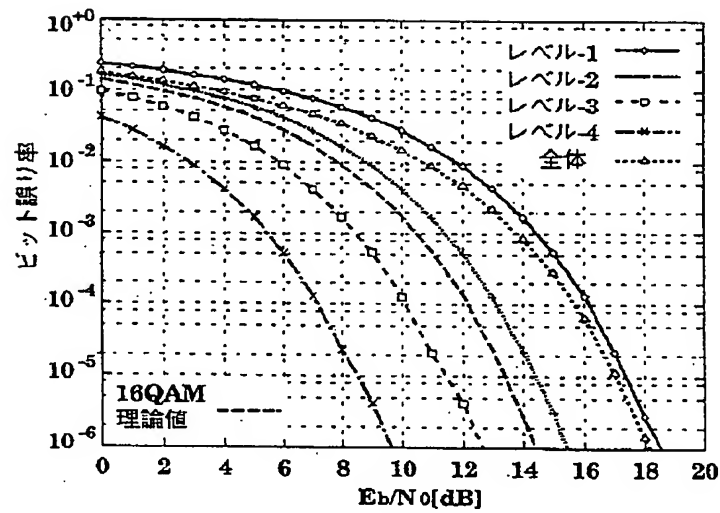


【図 4】



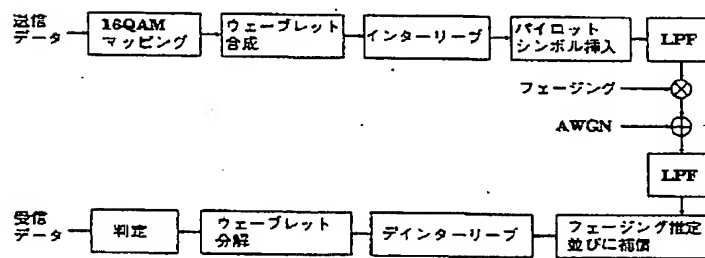
システム構成

【図 5】



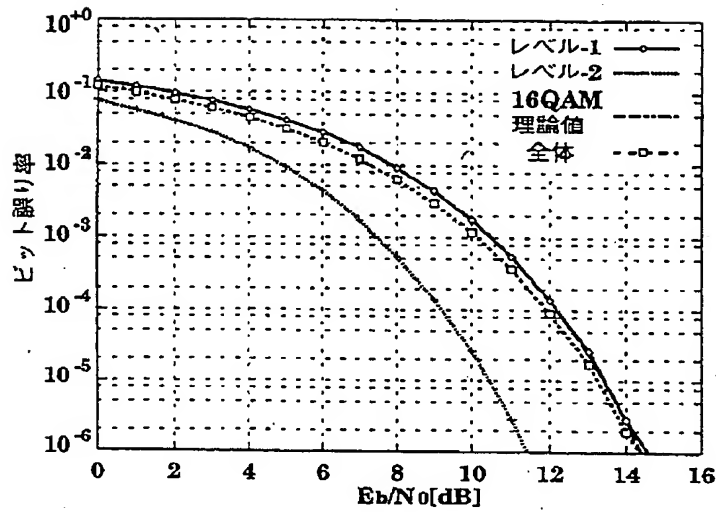
AWGN 環境下での BER 特性

【図 7】



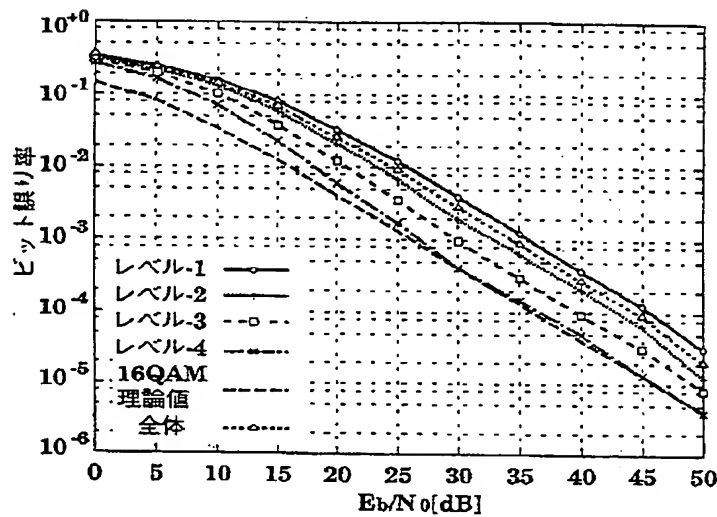
システム構成

【図6】



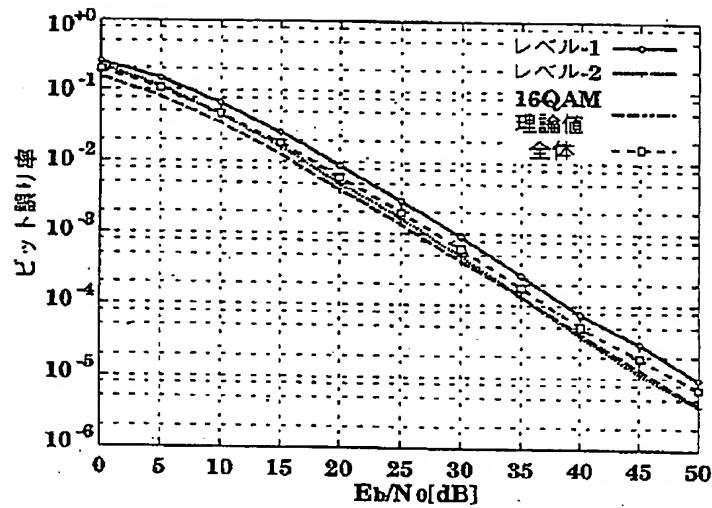
サブバンドレベル-1、-2のみ伝送時の BER 特性

【図9】



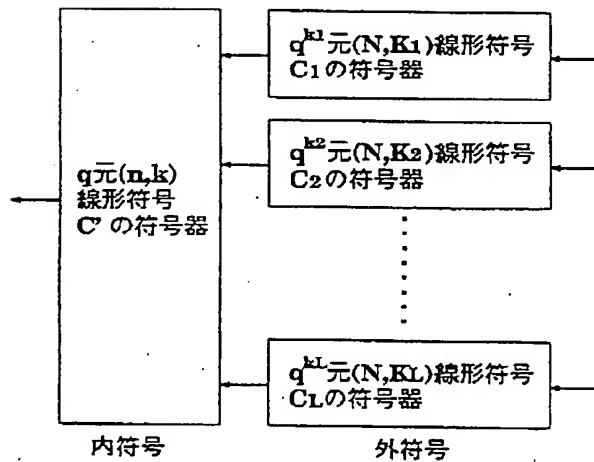
緩やかなフェージング環境下での BER 特性

【図 1 0】



サブバンドレベル -1, -2 のみ伝送時の BER 特性

【図 1 1】



連接符号の符号器

【手続補正書】

【提出日】平成 1 1 年 4 月 2 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

【補正内容】

【発明の名称】直交ウェーブレットを用いた情報伝送

方法

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法において、伝送情報に不均一誤り保護（以下UEPと記す）をおこなう際に、直交ウェーブレットを用いてサブバンド分解される成分の全てを用いることなく、サブバンド群の中から選定したサブバンドにのみ信号点を割り

り当てることによって、平均ビット誤り率（以下BERと記す）特性を情報の重要度に応じて異ならせた状態で全てのサブバンド群から合成波 $f_0$ を作成し、該合成波 $f_0$ を変調して伝送するようにしたことを特徴とする直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法。

(19) Japanese Patent Office (JP)

(12) Publication of Unexamined Patent Application (A)

(11) Publication Number of Unexamined Patent Application:  
JP-A-11-275165

(43) Date of Publication of Application: October 8, 1999

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>

H04L 27/36

H03M 7/30

H04L 1/00

Identification Number

Intra-office Reference number FI

H04L 27/00 F

H03M 7/30 A

H04L 1/00 B

Request for Examination: Made

Number of Claims 1 FD

(13 pages in total)

(21) Application Number: Application Number Hei-10-92651

(22) Application Date: march 20, 1998

(71) Applicant: 391027413

Director of COMMUNICATION RESEARCH LABORATORY

2-1, 4-chome, Nuki-Kitamach, Koganei-shi, Tokyo

(72) Inventor: OKAMOTO Eiji

c/o Kashima Space Communication enter Kanto Branch  
Office, COMMUNICATION RESEARCH LABORATORY

893-1, Hirai, Kashima-shi, Ibaragi

(54) [Title of the Invention] INFORMATION TRANSMISSION METHOD  
USING ORTHOGONAL WAVELET

(57) [Abstract]

[Problem] A digital modulation method using an orthogonal wavelet is provided.

[Means for Resolution] When UEP is performed for transmission information in a digital modulation mode, coding is usually used. However, transmission with different BER characteristics is implemented by modulation with the use of an orthogonal wavelet.

[Claims]

[Claim 1]

A digital modulation method using an orthogonal wavelet characterized by comprising:

using an orthogonal wavelet to allow information with different average bit error rate (hereinafter, denoted as BER) characteristics to be transmitted by modulation when unequal error protection (hereinafter, denoted as UEP) is performed for transmission information in a digital modulation mode.

[Claim 2]

A digital modulation method using an orthogonal wavelet characterized by comprising:



because of discrete wavelets using an orthogonal wavelet being a one-to-one reversible transform, assigning a single signal point to a component decomposed into subbands to create a combined wave  $f_0$ , and transmitting the combined wave  $f_0$  as a modulation signal of a base band.

[Claim 3]

The digital modulation method using an orthogonal wavelet according to claim 2, wherein the method is usable as a modulation method when information desired to transmit has a hierarchical significance.

[Claim 4]

The digital modulation method using an orthogonal wavelet according to claim 2, wherein the method is usable as an adaptive modulation method in which in ground and satellite mobile communication systems, a layer having only an excellent BER characteristic is demodulated depending on situations of a degraded reception signal.

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Technical Field to which the Invention Belongs]

The present invention relates to a digital modulation method using an orthogonal wavelet, particularly, which can be used as a modulation method when information to be transmitted has a hierarchical significance.

[0002]

Heretofore, when UEP is implemented by coding, for example, as shown in Fig. 11, there is a method using a generalized concatenated code. In a coder for  $C'$  in the drawing, the code length is  $nN$ , and the information symbol number is  $K_1k_1 + K_2k_2 + \dots + K_Lk_L$ . The minimum Hamming distance for an external code  $C_i$  is varied by  $i$ , whereby UEP can be implemented. However, in this method, the redundancy is generally great to degrade the transmission efficiency.

[0003]

In addition, in the case according to the signal point arrangement, when the signal point arrangement as shown in Fig. 12 is used for transmission,  $a_1$  bits of the error rate is lower than  $a_2$  bits of the error rate where  $d_1 > d_2$  in an additional noise environment, for example, because Euclidian distances  $d_1$  and  $d_2$  are varied. Although UEP can be implemented according to this method as well, layers for information in this case can be set only in two stages. In addition, when it is implemented by a more multi-symbol signal point arrangement such as 16 QAM, the signal plane structure becomes complicated.

[0004]

Furthermore, in the case of a code modulation method, there is a method according to an encoding modulation mode as a technique to integrate the two techniques above. In this method, generally, the difference is provided between Euclidian distances in the signal point arrangement, the

trellis code, for example, is used for coding, and the coding rate is varied depending on the bit significance. This is used to obtain the flexibility of setting, and UEP is implemented without degrading the transmission efficiency so much.

[0005]

[Problems that the Invention is to Solve]

However, this method has a problem that the encoding and decoding procedures are complicated and the computational complexity is also increased.

[0006]

[Means for Solving the Problems]

The invention has been proposed in view of the disadvantages before, and it is to provide a digital modulation method using an orthogonal wavelet including: using an orthogonal wavelet to allow information with different average bit error rate (hereinafter, denoted as BER) characteristics to be transmitted by modulation when unequal error protection (hereinafter, denoted as UEP) is performed for transmission information in a digital modulation mode.

[0007]

The invention is to provide a digital modulation method using an orthogonal wavelet including: because of discrete wavelets using an orthogonal wavelet being a one-to-one reversible transform, assigning a single signal point to a component decomposed into subbands to create a combined wave

$f_0$ , and transmitting the combined wave  $f_0$  as a modulation signal of a base band.

[0008]

In addition, the invention is to provide a digital modulation method using an orthogonal wavelet, wherein the method is usable as a modulation method when information desired to transmit has a hierarchical significance.

[0009]

Furthermore, the invention is to provide a digital modulation method using an orthogonal wavelet, wherein the method is usable as an adaptive modulation method in which in ground and satellite mobile communication systems, a layer having only an excellent BER characteristic is demodulated depending on situations of a degraded reception signal.

[0010]

[Mode for Carrying Out the Invention]

Hereinafter, an embodiment of the invention will be described with reference to the drawings. Fig. 1 shows the principle of this method. The horizontal axis  $x$  is a time base. With the use of the fact that the discrete wavelet transform using orthogonal wavelets is the one-to-one reversible transform, a single signal point is assigned to components decomposed into subbands to form a combined wave  $f_0$ , and it is transmitted as a modulation signal of a base band.

[0011]

Fig. 1 shows an example in which 16 QAM is used for a signal plane and 16 symbols of information are transmitted collectively by the wavelet. In this case, first, information bits desired to transmit are split into four bits each, and 16 sets of 16 QAM signal points are created. Then, these symbols are assigned as coefficients of subband waves  $g_{-1}$  to  $g_{-4}$ , and  $f_{-4}$  to form the wavelet combined wave  $f_0$  for transmission. On the reception side, the received wave is applied to the wavelet decomposition, and decoding is performed from the signal points similarly decomposed into subband components. The signal point arrangement is selected depending on the relation between the transmission efficiency and the Euclidian distances between the signal points.

[0012]

Moreover, Fig. 4 shows only the real part, but the computation is performed in the complex area. Any mother wavelets may be used as long as they are orthogonal wavelets. It is necessary to frame transmission data by the exponentiation of data number 2, and the subband can be decomposed into the levels  $-1$  to  $-n$ , where the number is  $N_w = 2n$  ( $n$  is a positive integer).

[0013]

When the subband decomposition is expressed by an equation of continuous signals, the following equation is obtained.

[0014]

[Equation 1]

[0015]

[Equation 2]

[0016]

Here,  $f_0(x)$  is a combined wave,  $g_i(x)$  is a subband wave, which take integer values of  $i = -n$  to  $-1$ , where  $i = -1$  is a high frequency component, and  $-n$  is a low frequency component. In addition,  $f_j(x)$  ( $-n + 1 \leq j \leq -1$ ,  $j$  is an integer) in Equation 2 is a combined wave having the level  $j-1$  or below. When  $f$  and  $g$  are expressed using a scaling function  $\phi(x)$ , and a mother wavelet  $\Psi(x)$ , the following is obtained.

[0017]

[Equation 3]

[0018]

[Equation 4]

[0019]

Where  $k$  is an integer, and  $c(j)_k$  and  $d(j)_k$  are coefficients of the subband level  $j$ , to which transmission symbols are assigned. This method is a multi-carrier modulation mode in which the wavelet is a carrier wave.

[0020]

Moreover, the scaling function and the mother wavelet satisfy the two scale relation as below.

[0021]

[Equation 5]

[0022]

[Equation 6]

[0023]

Where  $\{p_k\}$  and  $\{q_k\}$  ( $k$  is an integer) are sequences called the two scale sequence. Moreover, when wavelets are orthogonal, they have the relation below with respect to  $\{\gamma_k\}$  and  $\{\eta_k\}$  which are called the decomposition sequence.

[0024]

[Equation 7]

[0025]

The principle of the transmission wave synthesis is shown below.  $x$  is used for the time base when wavelets are combined and decomposed, and it is distinguished from the time base  $t$  when actual transmission sequences are handled. This is because equations for decomposition and synthesis using wavelets are expressed as Equations 3 and 4, and it is easier to consider these equations unchanged than to transform  $t$  into

x. Actually, since wavelet combined waves and decomposition waves are obtained in a discrete manner, the obtained discrete values are only assigned to the transmission sequences to perform the transform of  $x$  into  $t$ . When the combined waves are represented as continuous signals in accordance with Equation 1, Equation 3 and Equation 4, the following is obtained.

[0026]

[Equation 8]

[0027]

Then, the signal point of a complex number is assigned to  $\{d(j)_k\}$  and  $c(-n)_0$ . At this time, in the orthogonal wavelet transform as shown in Equation 8, the temporal resolution is varied depending on the subband level, which becomes lower in lower frequencies. Therefore, the number of the signal points to be assigned is varied depending on the level. More specifically,  $Nw/2$  of signal points are reduced at the subband level  $j = -1$ , after that, the number of the signal points is reduced in half as one level is lowered; two signal points at the level  $(-n+1)$ , and two signal points at the level  $-n$ , one signal point each for  $c(-n)_0$  and  $d(-n)_0$ .

[0028]

In addition, the combined wave  $f_0(x)$  can be expressed by Equation 3. Eventually, when the sequence of the



coefficient  $c(0)_k$  of the combined wave is transmitted, information about  $\{d(j)_k\}$  and  $c(-n)_0$  can be obtained.

[0029]

[Equation 9]

[0030]

It is a reconstruction algorithm obtained from Equation 2 to Equation 6, which gives the synthesis process of Equation 8 in a discrete manner.

[0031]

[Equation 10]

[0032]

Where  $I$  is an integer.

[0033]

Fig. 4 shows a manner of synthesis where  $N_w = 16$ . However, only the real part is shown. A transmission sequence  $\{c(0)_k\}$  is created from data symbols  $\{d(j)_k\}$  and  $c(-4)_0$ , but the synthesis is in turn performed from lower subband levels by Equation 10. In the drawing,  $c(-3)_k$  is combined from  $c(-4)_k$  and  $d(-4)_k$ ,  $c(-2)_k$  is from  $c(-3)_k$  and  $d(-3)_k$ , and so on, for determining  $c(0)_k$ .

[0034]

Then,  $c(0)_k$  is considered to be the transmission sequence of the base band. As also apparent from the drawing, since

the total number of the signal points to be assigned is equal to  $N_w$  in the total sum of the levels -1 to -4,  $N_w$  of the data signal point sequences can be transmitted by  $N_w$  symbols of transmission sequences.

[0035]

The energy of the combined signal  $f_0$  is the following equation by Equation 9.

[0036]

[Equation 11]

[0037]

However, for the computation, equations below showing the orthogonality of the scaling function are used.

[0038]

[Equation 12]

Where,  $j$ ,  $k$ , and  $l$  are an integer.

[0039]

[Equation 13]

[0040]

[Equation 14]

[0041]

$\langle u|v \rangle$  is an inner product of a function, which is defined

by the following equation.

[0042]

[Equation 15]

[0043]

Similarly,

[0044]

[Equation 16]

[0045]

When the above equation is given, the orthogonality is as follows.

[0046]

[Equation 17]

[0047]

[Equation 18]

[0048]

(j, k, l, and m are an integer) and the two scale relation is used to derive the following equation from Equation 8.

[0049]

[Equation 19]

[0050]

Then, the following equation is obtained from Equation 11 and Equation 19.

[0051]

[Equation 20]

[0052]

Accordingly, the relation between the electric power of the transmission sequence and the electric power of the data signal point sequence is expressed.

[0053]

The received wave decomposition will be described. Hereinafter, discrete signals sampled on the receiving side base band are considered.

[0054]

When the sequence is applied to the discrete wavelet decomposition, the transmitted data signal sequence can be obtained, where the received signal is  $c_r(0)_k$ . In addition, for decomposition, decomposition algorithms below are used.

[0055]

[Equation 21]

[0056]

[Equation 22]

[0057]

Equation 21 and Equation 22 are used to determine  $d'(j-1)_k$  at lower levels sequentially from the level 0, and finally,  $c'(-n)_0$  is determined. Then, these subband components are compared with the original signal point arrangement for demodulation.

[0058]

As described above, the discrete wavelet transform is used for the transmission wave synthesis from the subband and the subband decomposition from the received wave, but in practice, the mother wavelet is not used. It is sufficient to only perform algebra computation of the two scale sequence and the decomposition sequence, and the computation is thus relatively easy.

[0059]

Next, the layered structure in the invention will be described. As similar to typical modulation, the signal point arrangement of the signals assigned to  $c'(-n)_0$  and  $d'(j)_k$  is decided depending on the relation between the energy to be assigned to one bit and the transmission efficiency (bit/symbol). In addition, the modulation mode is varied at every level, whereby the distance between the signal points can be set flexibly.

[0060]

When the same signal point arrangement is applied to all the subbands by Equation 20, energy per symbol to be assigned

is relatively increased at lower subband levels in the transmission sequence  $c(0)_k$ . In other words, even though the size of the signal point arrangement is the same, energy per symbol in the transmission sequence is doubled when the subband level is lowered by a single step. Therefore, gains different by 3 dB are obtained for every subband, and layer transmission can be implemented. In addition, the depth of a layer is a multiplier of the exponentiation of  $N_w$ .

[0061]

In addition, it is considered that the transmission signal is not applied to a certain subband level to be zero. At this time, since information is reduced that can be transmitted by the same number of transmission symbols, the transmission efficiency is degraded. However, since the relative energy of the other subband levels in the transmission symbols is increased by Equation 20, the BER characteristic is improved overall. As described above, data is assigned or not assigned to only a certain subband level, whereby the transmission efficiency can be set flexibly, and the layered BER characteristic having the trade off relation therewith can be set flexibly as well.

[0061]

[Example]

Hereinafter, examples according to the invention the will be described in detail. A first the example will be

described below. In the description below, such a case was assumed that 16 QAM in the same size was applied to all the subbands and that the probability of generating a transmission data symbol was equal. As shown in Fig. 1, the signal point arrangement is considered to be the Gray code 16 QAM. The average energy  $s^2$  of the signal generated from the signal plane is the following equation, where the minimum Euclidian distance of the code is assumed to be  $a$ .

[0062]

[Equation 23]

[0063]

When typical uncoded 16 QAM (hereinafter, denoted as uncoded 16 QAM) is transmitted in which the transmission efficiency is equivalent, it is the average energy of the transmitting signal. The average energy of the transmission sequence obtained from the wavelet synthesis is the following equation when data desired to transmit to all the subbands is assigned.

[0064]

[Equation 24]

[0065]

By Equation 23 and Equation 24, a square  $\Delta 2$  of the relative Euclidian distance of the subband level where the

average energy of the signals is one, and the gain for uncoded 16 QAM are as shown in Table 1 where  $N_w = 16$ .

[0066]

[Table 1]

Table 1: gains at subband levels

	16 QAM	level-1	level-2	Level-3	level-4
$\Delta^2$	2/5	4/25	8/25	16/25	32/25
gain (dB)	0	-3.98	-0.97	2.04	5.05

[0067]

As described above, even though the signal point arrangement in the same size is applied to all the subbands, the assignment of energy per symbol in the transmission sequence is different. Therefore, the effective  $2\Delta$  is varied by a double amount for every subband.

[0068]

In addition, for the orthogonal wavelet for use, the Haar function that has a small support and simple computation in synthesis and decomposition, and the function of Daubechies  $N = 2$  were used. At this time, the two scale sequence is expressed by the following equation in the case of the Haar function.

[0069]

[Equation 25]



[0070]

It is expressed by the following equation where Daubechies  $N = 2$ .

[0071]

[Equation 26]

[0072]

In addition, it was considered that the decomposition sequence is expressed by the following equation in accordance with Equation 7 in the case of the Haar function.

[0073]

[Equation 27]

[0074]

It is expressed by the following equation where Daubechies  $N = 2$ .

[0075]

[Equation 28]

[0076]

$p$ ,  $q$ ,  $f_1$ , and  $j$  other than these are all zero, and Equation 10, Equation 21, and Equation 22 are finished at proper places.

[0077]

An equivalent low pass system as shown in Fig. 4 was considered, and the BER characteristic under an AWGN

environment was computed. The Haar function was used for the mother wavelet, the frame length  $N_w$  was 16 in the wavelet synthesis and decomposition, and transmission was performed in units of the frames. In addition, it was assumed that the synchronization on the receiving side was perfect.

[0078]

Fig. 5 shows the BER characteristics at the subband levels and the overall level. The horizontal axis in the drawing was  $E_b/N_0$  in uncoded 16 QAM transmission. In addition, in the subband level-4, since the energy of  $c(-4)_0$  is equal to the energy of  $d(-4)_0$ , it was evaluated collectively. As shown in the drawing, BER as varied by 3 dB each, and a gain of about 5 dB is obtained at the level-4 as compared with the theoretical value of uncoded 16 QAM as shown in Table 1. However, the transmission symbol number at the subband level-4 is one eighth of the total, and a half of the total is the transmission at the subband level-1. Therefore, the BER characteristics all combined is more degraded by about 4 dB than the theoretical value.

[0079]

As described above, the total characteristics are degraded because the energy of the transmission signal is concentrated on the lower subband level. However, in the method, the layered BER characteristic is obtained, which is therefore suited for transmission, for example, in the case

in which the hierarchical significance is given to an information source, for example.

[0080] Second Example

When the transmission efficiency can be dropped below that of uncoded 16 QAM, the method can provide flexible settings. As an example, the case is considered in which data is assigned to only the subband levels -1, and -2 and the other levels to all zero. At this time, transmission efficiency is the same as that of coded 16 QAM of rate 3/4. Then, by Equation 20, relative energy per symbol at levels -1, and -2 is increased to improve the characteristic. When the gain is computed as similar to Table 1, the same characteristic is obtained as that of uncoded 16 QAM at the level-1, and the characteristic more improved by 3dB therefrom is obtained at the level-2, as shown in Table 2.

[0081]

[Table 2]

Table 2: gains at subband levels

	16 QAM	level-1	level-2
$\Delta^2$	2/5	2/5	4/5
gain(dB)	0	0	3.01

[0082]

Fig. 6 shows the computation result of the BER characteristics. In the drawing, the characteristic at the

level-1 nearly overlays the theoretical value of uncoded 16 QAM to obtain the characteristic almost as shown in Table 2. Of course, the same transmission efficiency, that is, although there are more codes with an excellent BER characteristic in the same use efficiency of frequencies, the method is characterized in that step-by-step BER characteristics are obtained by modulation itself with no necessity of complicated encoding and decoding operations.

[0083]

As shown in the example, data is assigned or not assigned only to a certain subband level to flexibly set the transmission efficiency, and a difference of 3 dB occurs in the BER characteristic at every level. Therefore, it can be considered that the method is one kind of UEP codes. In addition, modulation modes are allowed to vary at every subband level, whereby the difference in the BER characteristic at every level may be adjusted.

[0084]

In a third example, a computer simulation system is considered in which it is assumed that a pilot symbol is inserted into a transmission symbol sequence to take synchronization, and at the same time, uniform fading compensation is conducted by the pilot symbol. Fig. 7 shows the system under a fading environment, and Fig. 8 shows the frame configuration of the transmission sequence.

[0085]

The transmission frame is framed different from the frame of the wavelet decomposition and synthesis in which the frame of the wavelet is interleaved into data symbols shown in Fig. 10.

[0086]

It was assumed that  $N_w$  was 16, the symbol transmission rate was 16 Ksymbol/sec, and the synchronization was perfect. In addition, fading was gentle Rayleigh fading of the maximum Doppler frequency  $f_D = 80$  Hz ( $f_D T_s = 1/200$ ,  $T_s$  is a symbol cycle), and symbol interleave in a width of 16 and a depth of 15 and a compensation scheme using FFT were applied. For the pilot symbol for use in fading compensation, Point A shown in Fig. 3 was used, the interval between the pilot symbols was 16, the number of pilot symbols for use in compensation was 32.

[0087]

Fig. 9 shows the computation results. As similar to under the AWGN environment, about 3 dB of the BER difference occurs at every subband level. However, at the level-4, a manner is shown that the characteristics are gradually improved with respect to  $E_b = N_0$  as compared with the other levels. It can be considered that it is the influence in which a single symbol at the level-4 is configured to split into 16 symbols in a sequence  $c(0)_k$  when transmission, and an interleave works effectively to suppress the influence of fading well. In

addition, since in the fading compensation scheme, about 2.2 dB of degradation occurs including the insertion of the pilot symbol, the total BER characteristics are degraded about by 7 to 8 dB as compared with the theoretical value of uncoded 16 QAM.

[0088]

Then, as similar to Fig. 6, transmission data was assigned only to the subband levels-1 and -2, and the BER under fading was computed. Fig. 10 shows the results. In this case, the BER characteristics are shown that at the level-1, about 3 dB of degradation occurs from the theoretical value of uncoded 16 QAM, and at the level-2, a degradation similar to the theoretical value occurs. Since a single symbol at the level-2 is split into only four symbols of a sequence when transmission, it is revealed that the interleave effect is not exerted as compared with the level-4 shown in Fig. 9.

[0089]

As described above, since the layered BER characteristic can be obtained also under the fading environment, it is shown that the invention can be adapted to mobile communications, etc.

[0090]

As described above, the invention has been discussed with reference to the embodiments shown in the drawings. The invention can be implemented in any manners not limited to the

embodiments described above as long as the configuration described in claims is not modified.

[0062]

[Advantage of the Invention]

As described above, in short, according to the invention, significant advantages can be exerted as below.

1. A transmission sequence can be created which can obtain the layered BER characteristics at two stages or more without coding.
2. UEP can be implemented with no necessity of a special signal point arrangement.
3. The transmission efficiency and the BER characteristic having a trade off relation therewith can be set flexibly.
4. No energy is lost in the modulation method itself. Therefore, transmission methods can be easily extended such as using the modulation method for further coding.

[Brief Description of the Drawings]

[Fig. 1] It is a conceptual diagram depicting the transmission principle using discrete wavelets according to the invention.

[Fig. 2] It is a conceptual diagram depicting the transmission wave synthesis according to the invention.

[Fig. 3] It is a schematic diagram depicting the signal point arrangement in Gray code 16 QAM according to the invention.

[Fig. 4] It is a block diagram depicting the system configuration according to a first example of the invention.

[Fig. 5] It is a characteristic diagram depicting the BER characteristics under the AWGN environment according to the invention.

[Fig. 6] It is a characteristic diagram depicting the BER characteristics when only the subband levels -1 and -2 are transmitted according to the invention.

[Fig. 7] It is a block diagram depicting the system configuration according to a third example of the invention.

[Fig. 8] It is a schematic diagram depicting the transmission frame configuration according to a second embodiment of the invention.

[Fig. 9] It is a characteristic diagram depicting the BER characteristic under a gentle fading environment according to the invention.

[Fig. 10] It is a characteristic diagram depicting the BER characteristics when only the subband levels -1 and -2 are transmitted according to the invention.

[Fig. 11] It is a block diagram depicting the configuration of the conventional coders for concatenated codes.

[Fig. 12] It is a conceptual diagram depicting the situation of the conventional non-uniform signal point arrangement.



[Written Amendment]

[Date of Submission]

April 2, 1999

[Amendment 1]

[Designation of Document for Object of Amendment]

Specification

[Designation of Item for Object of Amendment]

Title of the Invention

[Method of Amendment]

Conversion

[Contents of Amendment]

[Title of the Invention]

INFORMATION TRANSMISSION METHOD USING ORTHOGONAL  
WAVELET

[Amendment 2]

[Designation of Document for Object of Amendment]

Specification

[Designation of Item for Object of Amendment]]

Claims

[Method of Amendment]

Conversion

[Contents of Amendment]

[Claims]

[Claim 1]

An information transmission method using orthogonal

wavelet, characterized by comprising:

using an orthogonal wavelet to assign a signal point only to a subband selected from a group of subbands without using all of components decomposed into subbands, whereby a combined wave  $f_0$  is created from all of the group of subbands, and the combined wave  $f_0$  is modulated for transmission in a state in which an average bit error rate (hereinafter, denoted as BER) is varied depending on a significance of information when unequal error protection (hereinafter, denoted as UEP) is performed for transmission information.

FIG. 1

- #1 TRANSMISSION PATH
- #2 WAVELET SYNTHESIS
- #3 SUBBAND
- #4 WAVELET DECOMPOSITION
- #5 TRANSMISSION SYMBOL
- #6 TRANSMISSION PRINCIPLE USING DISCRETE WAVELET TRANSFORM

FIG. 2

- #1 TRANSMISSION SEQUENCE
  - SUBBAND LEVEL-1
  - SUBBAND LEVEL-2
  - SUBBAND LEVEL-3
  - SUBBAND LEVEL-4
  - SUBBAND LEVEL-4
  - DATA SYMBOL
- #2 TRANSMISSION WAVE SYNTHESIS

FIG. 3

- #1 GRAY CODE 16 QAM SIGNAL ARRANGEMENT

FIG. 4

- #1 TRANSMISSION DATA
  - 16 QAM MAPPING
  - WAVELET SYNTHESIS
- #2 RECEIVED DATA
  - DETERMINATION
  - WAVELET DECOMPOSITION

#3     SYSTEM CONFIGURATION

FIG. 5

#1     BIT ERROR RATE

#2     16 QAM THEORETICAL VALUE

#3     BER CHARACTERISTICS UNDER AWGN ENVIRONMENT

#4     LEVEL-1

LEVEL-2

LEVEL-3

LEVEL-4

TOTAL

FIG. 6

#1     BIT ERROR RATE

#2     BER CHARACTERISTICS WHEN ONLY SUBBAND LEVELS -1 AND -2  
ARE TRANSMITTED

#3     LEVEL-1

LEVEL-2

16 QAM THEORETICAL VALUE

TOTAL

FIG. 7

#1     TRANSMISSION DATA

16 QAM MAPPING

WAVELET SYNTHESIS

INTERLEAVE

PILOT SYMBOL INSERTION

#2     FADING

- #3 RECEIVED DATA
  - DETERMINATION
  - WAVELET DECOMPOSITION
  - DE-INTERLEAVE
  - FADING ESTIMATION AND COMPENSATION
- #4 SYSTEM CONFIGURATION

FIG. 8

- #1 ONE FRAME
  - PILOT SYMBOL
  - DATA SYMBOL
- #2 TRANSMISSION FRAME CONFIGURATION

FIG. 9

- #1 BIT ERROR RATE
- #2
  - LEVEL-1
  - LEVEL-2
  - LEVEL-3
  - LEVEL-4
  - 16 QAM THEORETICAL VALUE
  - TOTAL
- #3 BER CHARACTERISTICS UNDER GENTLE FADING ENVIRONMENT

FIG. 10

- #1 BIT ERROR RATE
- #2
  - LEVEL-1
  - LEVEL-2
  - 16 QAM THEORETICAL VALUE

TOTAL

#3 BER CHARACTERISTICS WHEN ONLY SUBBAND LEVELS -1 AND -2  
ARE TRANSMITTED

FIG. 11

- #1 CODER FOR LINEAR CODE  $C'$  OF  $q$  ELEMENTS  $(n, k)$
- #2 INTERNAL CODE
- #3 CODER FOR LINEAR CODE  $C_1$  OF  $q^{k_1}$  ELEMENTS  $(n, k_1)$
- #4 CODER FOR LINEAR CODE  $C_2$  OF  $q^{k_2}$  ELEMENTS  $(n, k_2)$
- #5 CODER FOR LINEAR CODE  $C_L$  OF  $q^{k_L}$  ELEMENTS  $(n, k_L)$
- #6 EXTERNAL CODE
- #7 CODERS FOR CONCATENATED CODE

FIG. 12

- #1 NON-UNIFORM SIGNAL POINT ARRANGEMENT

図面番号処理です。

特開平11-276165

(9)

16

図を示す模式図である。

【図4】本発明の第1の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図5】本発明のAWGN環境下でのBER特性を示す特性図である。

【図6】本発明のサブバンドレベル1、-2のみ伝送時のBER特性を示す特性図である。

【図7】本発明の第3の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図8】本発明の第2の実施形態における伝送フレーム

16

構成を示す模式図である。

【図9】本発明の穏やかなフェージング環境下でのBER特性を示す特性図である。

【図10】本発明のサブバンドレベル1、-2のみの伝送時のBER特性を示す特性図である。

【図11】従来の連接符号の符号群の構成を示すブロック図である。

【図12】従来の非均一信号点の配置状況を示す概念図である。

【図1】

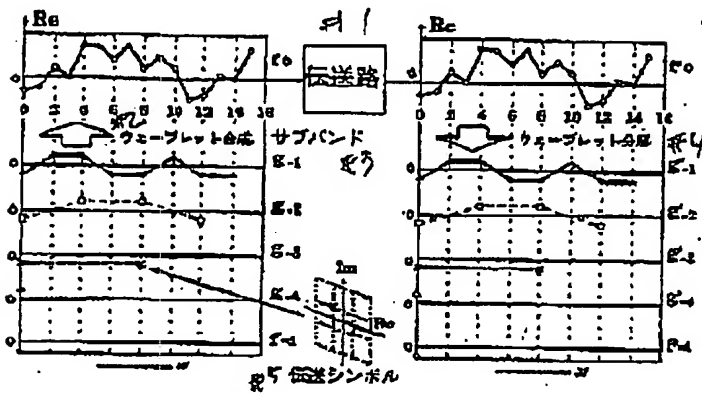
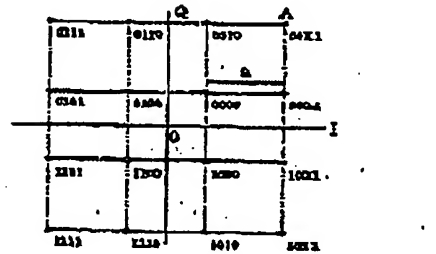


図1 離散ウェーブレット変換を用いた伝送原理

【図3】



グレイ符号化16QAM 信号点配置

【図2】

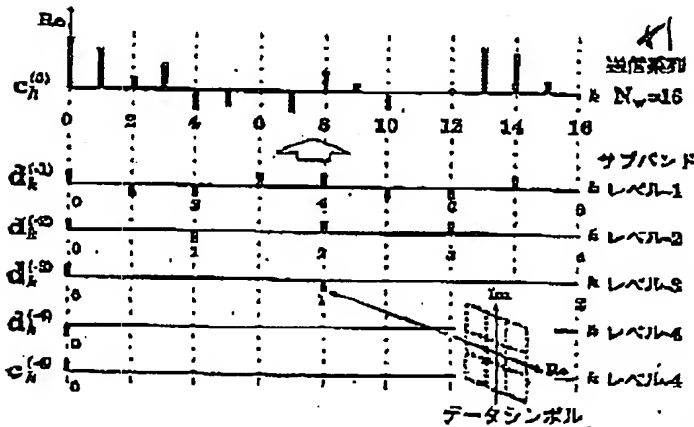


図2 送信フレーム構成

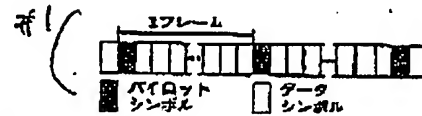


図8 伝送フレーム構成

【図12】

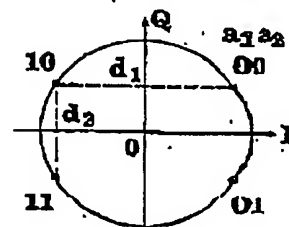
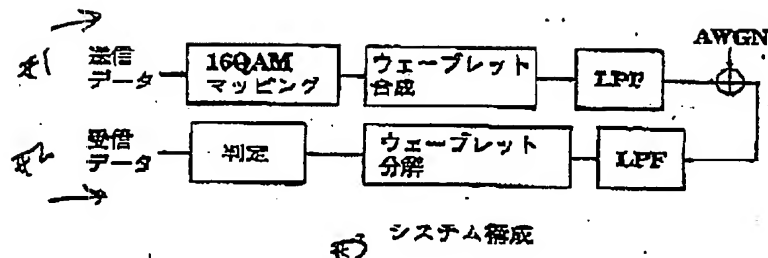


図12 非均一信号点配置

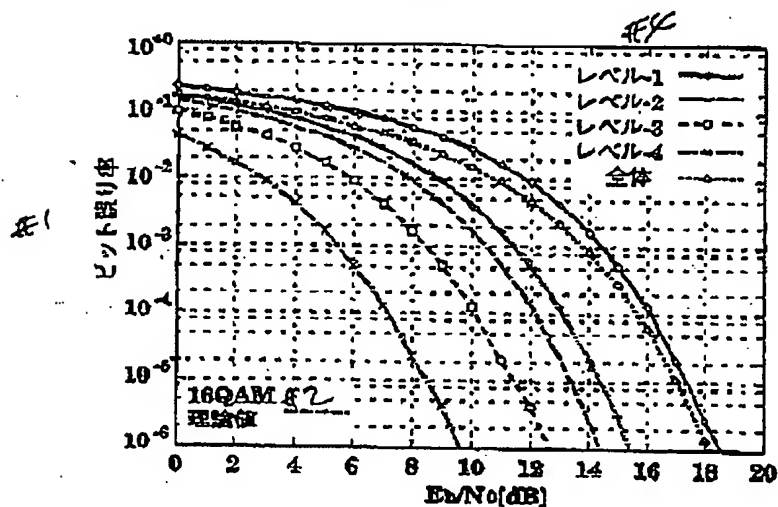
特開平11-275165

(10)

【図4】

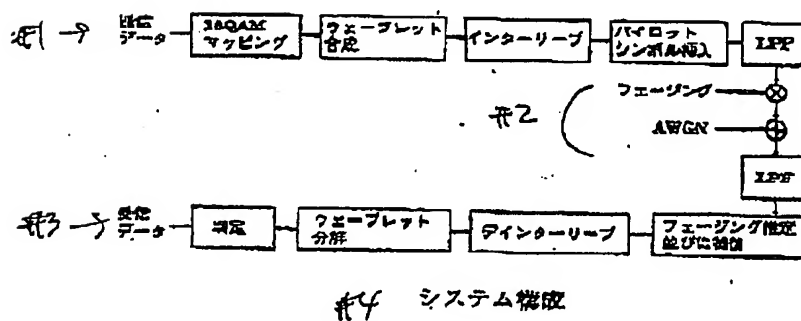


【図5】



AWGN 環境下での BER 特性

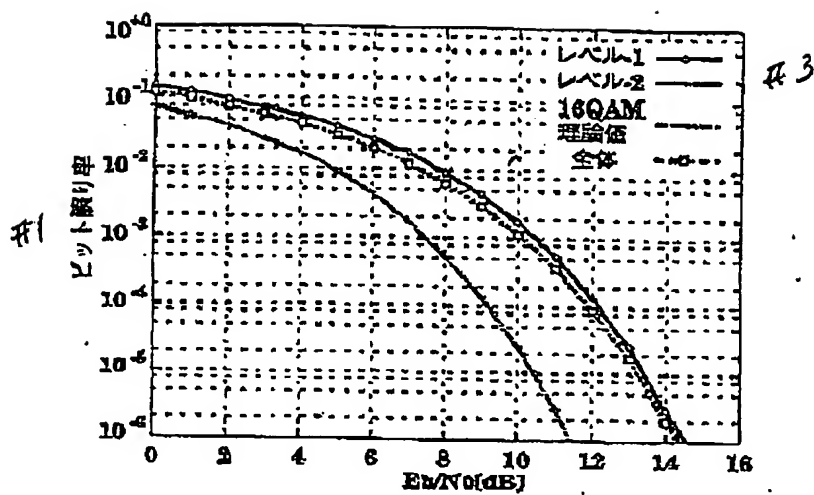
【図7】





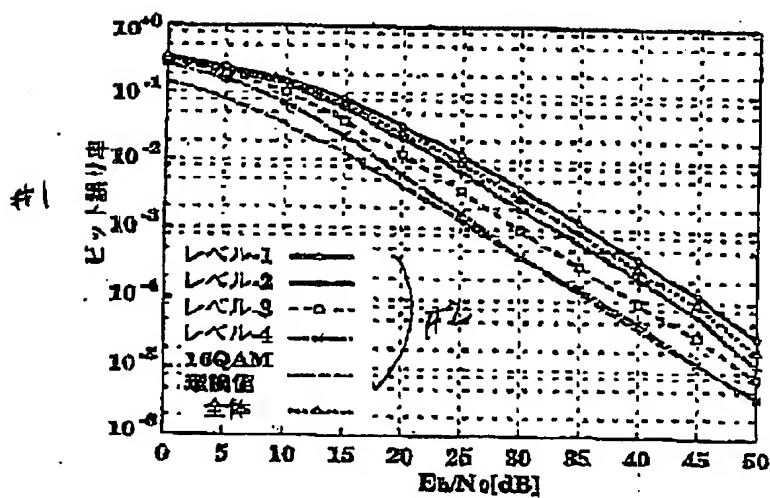
(11)

【図6】



#2 サブバンドレベル-1、-2のみ伝送時のBER特性

【図9】



#3 緩やかなフェーディング環境下でのBER特性

(12)

【図10】

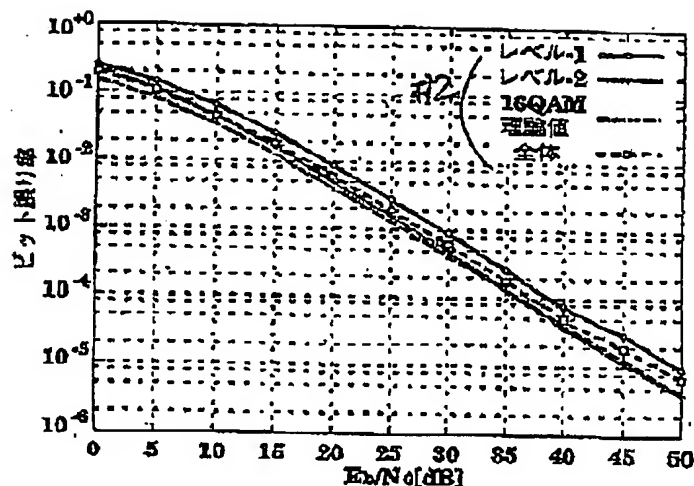
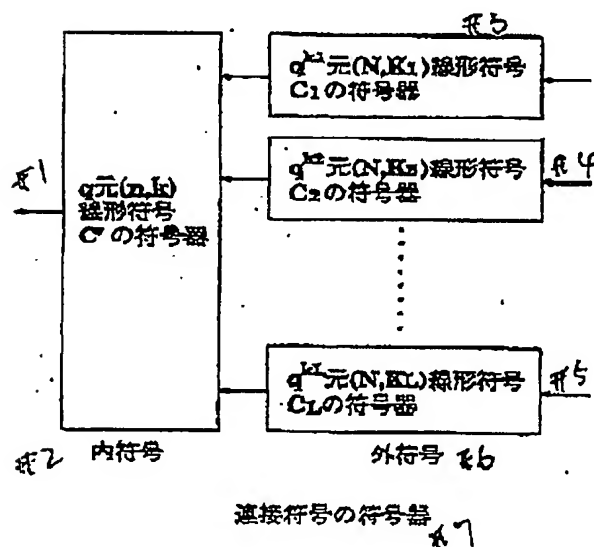


表3 サブバンドレベル-1,-2のみ伝送時のBER特性

【図11】



【手続補正書】

【提出日】平成11年4月2日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

【補正内容】

【発明の名称】 直交ウェーブレットを用いた情報伝送

方法

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】